

DIRECT CONVERSION FM RECEIVER

Patent Number: JP9214387
Publication date: 1997-08-15
Inventor(s): KAWAI KAZUO
Applicant(s): GENERAL RES OF ELECTRON INC
Requested Patent: ☐ JP9214387
Application Number: JP19960037442 19960131
Priority Number(s):
IPC Classification: H04B1/30; H03D3/00; H04L27/14
EC Classification:
Equivalents:

Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To allow the receiver to process both in-phase and orthogonal components of an FM signal with one converter and one amplifier by using a common multiplier and the common amplifier in time division.

SOLUTION: The receiver is provided with converters (multiplier, filter) 5, 6 for direct conversion into a base band signal, a gain variable amplifier 7 capable of amplification from a DC component, and a changeover device 4 selecting a biphasic carrier (in-phase and orthogonal) received by the converters and a distributor 11 distributing the amplifier output to two outputs are operated synchronously with each other and both in-phase and orthogonal base band signals are obtained by filtering the outputs. Both signals and their differentiation signals are multiplied in crossing by two multipliers 17, 18 and a difference between both the outputs is taken to demodulate the FM signal, and an output signal of the gain variable amplifier is squared and the resulting output signal is fed back negatively to the gain variable amplifier so as to make the output signal level of the amplifier constant thereby making the signal level of the amplifier output stable.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平9-214387

(43)公開日 平成9年(1997)8月15日

(51)Int.Cl. ⁸	識別記号	庁内整理番号	FI	技術表示箇所
H04B 1/30			H04B 1/30	
H03D 3/00			H03D 3/00	C
H04L 27/14			H04L 27/14	Z

審査請求 未請求 請求項の数1 FD (全5頁)

(21)出願番号 特願平8-37442

(22)出願日 平成8年(1996)1月31日

(71)出願人 390033363

株式会社ゼネラル リサーチ オブ エレクトロニクス

東京都港区六本木6丁目2番15号

(72)発明者 川井 一夫

東京都港区六本木6丁目2番15号 株式会社ゼネラルリサーチオブエレクトロニクス内

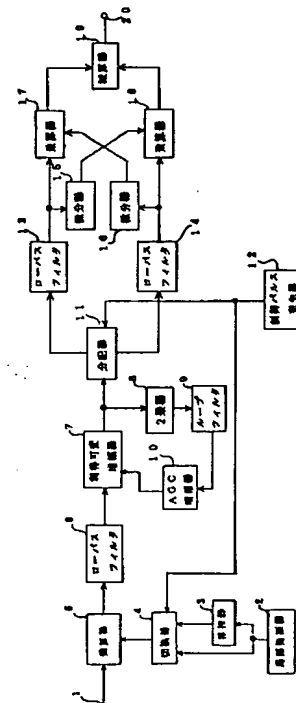
(74)代理人 弁理士 永田 武三郎

(54)【発明の名称】 直接変換FM受信機

(57)【要約】 (修正有)

【課題】 直接変換によってベースバンドに落とされた同相、直交の二成分用の増幅器は、入力信号レベルの高低に係わらず、一定レベルの無歪信号を出力し、増幅器間に位相誤差が無く、かつ直流成分まで増幅せねばならない問題を解決する。

【解決手段】 ベースバンド信号へ直接変換するための変換(乗算、ろ波)器5、6、直流域から増幅可能な利得可変増幅器7を設け、変換器入力の二相(同相、直交)搬送波を切替える切替器4と、増幅器出力を二つの出力に切替える分配器11を同期して動作させ、その出力をろ波することによって、同相、直交の両ベースバンド信号を得、この両信号とその微分信号とを二つの乗算器17、18により乗がけに乗算して、出力の差をとることによりFM信号の復調を行なうとともに、利得可変増幅器の出力信号を2乗し、このレベルが一定になるように利得を負帰還制御して、増幅器出力の信号レベルの安定化を図るように構成されている。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 変換器（乗算器とローパスフィルタ）と利得可変増幅器を設け、変換器入力と同相、直交の二つの搬送波を切替える切換器と利得可変増幅器の出力を二つに切替える切換器を高速で同期的に切替えてそれぞれ波することによって、同相、直交の両ベースバンド信号を得、この両信号とそれらの微分信号を二つの乗算器により乗けに乗算し、これら乗算器出力の差を求めることによって FM 信号の復調出力を得るとともに、可変利得増幅器出力信号を 2 乗してこのレベルが一定になるように、可変利得増幅器の出力レベルを負帰還制御するよう構成されていることを特徴とする直接変換 FM 受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、FM（周波数変調）信号用受信機における直接変換受信のための回路構成技術に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 FM 信号受信機では、通常、受信高周波信号をスーパーヘテロダイン方式により IF（中間周波）信号に変換し、これを周波数弁別器により周波数検波する。この方法では、IF 増幅器を必要とする上、イメージ妨害が生じるため、高周波増幅器の選択度がある程度必要となるから、構成が複雑になる上、受信可能帯域を広帯域にするほど各増幅器の同調周波数トラッキングが困難になってくる、という問題が生じる。

【0003】 これに対し、直接変換受信法は FSK 信号の受信に適しており、受信機を簡単に構成することができるので、最近実用されているが、FM 信号に対しては、以下のような問題が解決されていないので、まだ実現されていない。それは、直接変換では、受信信号を直接周波数変換してベースバンド（ここでは変調信号としてのベースバンドではなく、単に中心周波数を 0 までビートダウンした信号の意味）に落とし、同相、直交の 2 軸成分の信号を作成して、これらを夫々増幅するが、この両者の信号間の位相差は、入力信号の中心周波数に対する高低により $+\pi/2$ または $-\pi/2$ であって、位相値としては 2 値である。FSK 信号の場合には信号の持つ情報自体が 2 値であるから、その復調にはベースバンド信号位相が持っている上の 2 値が直接利用できる。しかも、ベースバンド信号両成分用増幅器間の位相誤差はそれほど厳密性を必要としない上、リミッターを用いることができ、また、その出力の波形波を直接論理判定して復調することができるから、極めて簡単に受信機を構成できる、という利点が生じる。これに対し、FM 信号の場合には、次のような問題点がある。

【0004】 すなわち、FM 信号の場合には、ベースバンドの 2 軸成分の信号間に位相誤差があれば、回転ベクトルが楕円に変形してしまうので、角速度が不等速とな

るため FM 信号の場合には復調出力信号に歪みが生じる、という FSK の場合にはあまり考慮の必要がなかった問題が生じる。したがってこの両成分に対する増幅器間の位相誤差は極力小さくする必要がある。しかも、復調器入力信号振幅を一定値に抑えるためにリミッターを用いるとすると、後述から明らかなように、その出力は正弦波である必要があるが、しかし、このベースバンド信号は直流からシフト周波数までの全ての周波数成分を含んでいるから、これを極めて少ない位相誤差で正弦波に整形することは困難である、という問題がある。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】 本発明の目的は、上述のような問題点、すなわち、位相誤差を有しない 2 軸成分の増幅と、復調器入力信号振幅の一定化を図るという課題を解決するための手段を提供することによって、FM 信号の直接変換受信を可能とし、これによって FM 信号受信機の構成の簡易化を図ろうとするものである。

【0006】

【課題を解決するための手段】 上記の課題の解決を図るため、本発明では、2 軸成分作用の乗算器およびその増幅にそれぞれ専用の回路を用いるのではなく、一系統のみの乗算器および増幅器を時分割で共用することによって、位相誤差が生じないようにすると共に、増幅出力から導出した信号振幅成分（正確には、ディメンションとしては電力）を用いてこの増幅器出力振幅の一定化を図った上、この増幅器出力を演算して FM 信号の復調を行なうという手段を用いる。これによって、FM 信号の復調においても、直接変換受信が可能となるから、イメージ妨害の無い FM 受信機を簡単な構成で実現することができる。

【0007】

【発明の実施の形態】 以下、図面を用いて本発明の原理および実施の形態について詳細に説明する。図 1 は本発明の一実施形態を示す回路構成図である。図 1 において、1 は FM 信号の入力端子、2 は入力信号の中心周波数と等しい周波数の搬送波を発生する局部発振器、3 は $\pi/2$ 位相の移相器、4 は切換器、5 は乗算器、6 はローパスフィルタ、7 は利得可変増幅器、8 は 2 乗器、9 はループフィルタ、10 は AGC 増幅器、11 は分配器、12 は制御パルス発生器、13、14 はローパスフィルタ、15、16 は微分器、17、18 は乗算器、19 は減算器、20 は信号出力端子である。

【0008】 入力端子 1 に加えられた FM 信号は、乗算器 5 において切換器 4 の出力信号と乗算される。切換器 4 は、制御パルス発生器 12 の出力パルスにより、ベースバンド信号より充分早い周波数で、局部発振器 2 の出力と移相器 3 の出力が交互に切替わって取り出され、乗算器 5 に加えられる。乗算器 5 の出力には、入力信号周波数と切換器 4 の出力信号周波数の和と差の両成分の信号が生じるから、ローパスフィルタ 6 によって差の成分

のみが取り出され、ベースバンド信号となる。

【0009】 局部発振器 2 の出力を $\cos(\omega_0 t)$ 、移相器 3 の出力を $\cos(\omega_0 t + \pi/2)$ とし、入力 FM 信号の周波数が正にシフトした場合の信号を $A \cos(\omega_0 t + \Delta \omega t + \theta)$ とし、また、切換器の局発側導通関数を $R(t)$ 、移相器側導通関数は $R(t)$ の論理反転でパー

$$M_s(t) = A \cos(\omega_0 t + \Delta \omega t + \theta) \left\{ \cos(\omega_0 t) \cdot R(t) + \cos(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}) \cdot \overline{R(t)} \right\}$$

(1)

【0011】 であるから、

【0012】

$$P_H(t) = A \left\{ \cos(\Delta \omega t + \theta) \cdot R(t) + \cos(\Delta \omega t + \theta - \frac{\pi}{2}) \cdot \overline{R(t)} \right\}$$

(2)

【0013】 となり、入力 FM 信号周波数が負にシフトして $A \cos(\omega_0 t + \Delta \omega t + \theta)$ になった時のローパス
フィルタ 6 の出力 $P_L(t)$ は、

$$P_L(t) = A \left\{ \cos(\Delta \omega t - \theta) \cdot R(t) + \cos(\Delta \omega t - \theta + \frac{\pi}{2}) \cdot \overline{R(t)} \right\}$$

(3)

【0015】 のようになる。FSK の場合には、この両者の第 1 項と第 2 項の差である $-\pi/2$ か $+\pi/2$ かを検出すればよく、これは論理判定回路で行なえるので、簡単な回路で復調できる。しかし、FM 信号の復調に対しては、周波数シフトの $+\Delta \omega$ あるいは $-\Delta \omega$ に比例し電圧出力を生ぜしめる必要がある。

【0016】 式 (2) および式 (3) の第 2 項は、それぞれ、 $\sin(\Delta \omega t + \theta)$ および $-\sin(\Delta \omega t - \theta)$ であり、分配器 11 により第 1 項の成分はローパスフィルタ 13 に加えられて $R(t)$ が除かれ、第 2 項の成分はローパスフィルタ 14 に加えられて $\overline{R(t)}$ が除かれる。乗算器 17 はローパスフィルタ 13 の出力信号と、ローパスフィルタ 14 の出力を微分した信号を乗算する。したがって、周波数が $+\Delta \omega$ にシフトした時の乗算器 17 の出力は $A/2 \cdot \Delta \omega \cdot \cos^2(\Delta \omega t + \theta)$ となり、乗算器 18 の出力は $-A/2 \cdot \Delta \omega \cdot \sin^2(\Delta \omega t + \theta)$ となるが、 $\cos^2 x + \sin^2 x = 1$ であるから、減算器 19 の出力には $A \cdot \Delta \omega$ が得られる。同様に、周波数が $-\Delta \omega$ にシフトした時は、減算器 19 の出力には $-A \cdot \Delta \omega$ が得られる。このようにして減算器出力には、信号振幅と周波数シフトに比例した復調出力が得られる。

【0017】 上の説明より明らかなように、信号振幅 A は一定に保つ必要がある。FSK 信号に対しては、前述の

$R(t)$ とした時、乗算器 5 で乗算 (その出力を $M_s(t)$) し、ローパスフィルタ 6 で差の成分 $P_H(t)$ のみを取り出せば、

【0010】

【数 1】

【数 2】

【0014】

【数 3】

ように、2 値情報の信号であるからリミッタが使用可能であるが、FM 信号に対してリミッタが使えないのは、上で説明したように復調過程で微分操作が必要なためである。このため、本発明では AGC (自動利得制御) を利用する。AGC をかけるためには、通常、信号の振幅を検出する必要があるから、2 軸検波の場合には、同相軸成分の大きさを X 、直交軸成分の大きさを Y とすれば、振幅 A を検出するためには $A = \sqrt{X^2 + Y^2}$ の演算を行なう必要がある。しかし、AGC をかけるためには、平方根は求めなくても A^2 が所定値になればよいから、2 乗のままでよく、図 1 の 2 乗器 8 はこのための回路である。

【0018】 2 乗器 8 の出力には、実際には、上述の説明より分かるように、 $X^2 R(t) + Y^2 \overline{R(t)}$ があらわれている。 X^2 および Y^2 は式 (2) より、それぞれ $A^2 \cos^2(\Delta \omega t + \theta)$ および $A^2 \sin^2(\Delta \omega t + \theta)$ であり、 $R(t)$ および $\overline{R(t)}$ はループフィルタ 9 で平滑されるのと同時に、 $\cos^2(x) + \sin^2(x) = 1$ の演算が行なわれるので、ループフィルタ 9 の出力には、 $A^2/2$ の大きさの電圧が得られる。この電圧は信号振幅に比例した電圧ではなく、信号電力に比例した電圧であるが、信号電力が一定であればよいので、この電圧を直接利用することができるので、AGC 増幅器 10 を通じて利得可変増幅器 7 の利得を制御すればよい。

【0019】直接変換受信機では、増幅利得の大部分はベースバンド増幅部に置かれる。図1では、利得可変増幅器7がこの部分である。FM信号のベースバンド信号には直流成分も含まれているから、この増幅器は直流増幅器である必要がある。直流増幅器では、通常、直流オフセットを伴うが、AGCはこのオフセットを含めた電圧が動作するから、信号振幅には若干その影響がある。しかし、この直流成分は、微分器15および16の出力には現われないので、乗算器17、18の出力にも現われない。したがって、復調動作そのものに対しては全く影響を与えない。

【0020】

【発明の効果】以上、詳細に説明したように、本発明によれば、FM信号の同相、直交の両成分に対して、共通の乗算器および増幅器を時分割的に用いることによって、一つの変換器、増幅器で処理することができ、その結果、同相、直交の両成分の作成、増幅に位相誤差を与えないで変換、増幅でき、この増幅器を利得可変増幅器としてその利得を自動制御することによって信号振幅を一定化できるから、両成分の分離後と、これらとそれぞれの微分出力とを擧げ乗算し、その差を求めることによって、FM信号を復調することができる。したがって、この方法によって、FM信号の直接変換受信機が構成できるから、FSK信号の場合と同様、FM信号受信

機を簡単に構成することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施形態を示す回路構成図である。

【符号の説明】

- 1 信号入力端子
- 2 局部発振器
- 3 移相器
- 4 切換器
- 5 乗算器
- 10 6 ローパスフィルタ
- 7 利得可変増幅器
- 8 2乗器
- 9 ループフィルタ
- 10 のAGC増幅器
- 11 分配器
- 12 制御パルス発生器
- 13 ローパスフィルタ
- 14 ローパスフィルタ
- 15 微分器
- 20 16 微分器
- 17 乗算器
- 18 乗算器
- 19 減算器
- 20 信号出力端子

